

# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 06-090265  
(43)Date of publication of application : 29.03.1994

(51)Int.CI. H04L 27/38  
H04J 11/00

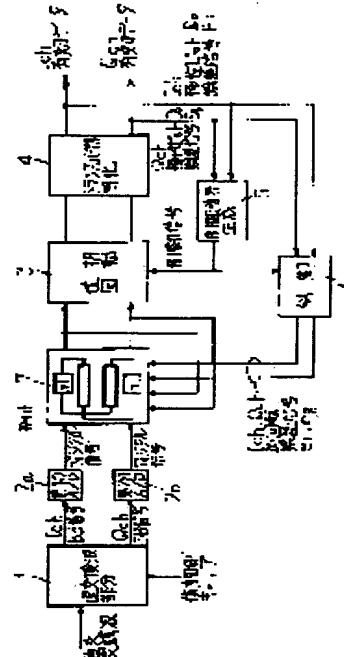
(21)Application number : 04-238740 (71)Applicant : FUJITSU LTD  
(22)Date of filing : 08.09.1992 (72)Inventor : KOBAYASHI MITSUO  
IWAMATSU TAKANORI

## (54) SUB-SYNCHRONOUS DETECTION DEMODULATION PART

**(57)Abstract:**

**PURPOSE:** To minimize the orthogonality error and to prevent degradation of the line quality with respect to the sub-synchronous detecting modulation part used in a digital radio equipment.

**CONSTITUTION:** The sub-synchronous detecting demodulation part having an orthogonal detection part 1, a phase rotating part 3, a transversal equalizing part 4, and a control signal generating part 5 is additionally provided with a control part 6, which uses the control signal from the control signal generating part 5 and subjects Ich and Qch error signals from the transversal equalizing part 4 to prescribed phase reverse rotation operation to take out a reverse rotation error signal, and a correcting part 7 which consists of an n-tap transversal filter and is provided between first and second A/D conversion parts and the phase rotating part 3 and uses the reverse rotation error signal sent from the control part 6 and one of Ich and Qch digital signals inputted to the phase rotating part 3 to control the characteristic of the n-tap transversal filter so that the demodulation-side orthogonality error is minimum.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 16.06.1999

[Date of sending the examiner's decision of rejection] 29.10.2002

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

**BEST AVAILABLE COPY**

[Date of requesting appeal against examiner's  
decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C): 1998,2003 Japan Patent Office

(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11)特許出願公開番号

特開平6-90265

(43)公開日 平成6年(1994)3月29日

(51) Int.Cl.<sup>5</sup>  
H 0 4 L 27/38  
H 0 4 J 11/00

識別記号 庁内整理番号  
A 7117-5K  
9297-5K

F I

## 技術表示箇所

審査請求 未請求 請求項の数 3(全 9 頁)

(21) 出題番号

特願平4-238740

(71)出願人 000005223

富士通株式会社

神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地

(22)出願日 平成4年(1992)9月8日

(72)発明者 小林 三夫

宮城県仙台市青葉区一番町1丁目2番25号

富士通東北ディジタル・テクノロジ株式

会社内

岩松 隆則

神奈川県川崎市中

富士通株式会社内

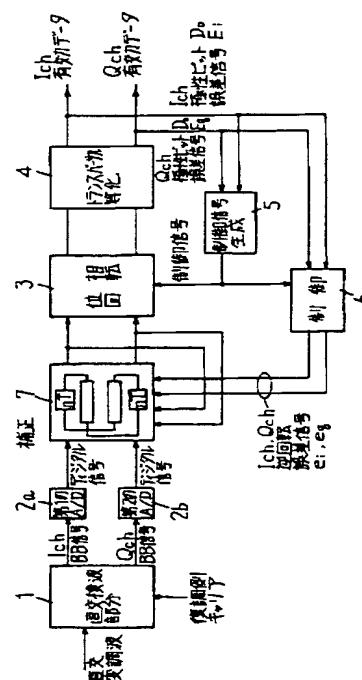
(54)【発明の名称】 準同期検波復調部

(57) 【要約】

【目的】 デジタル無線装置に使用する準同期検波復調部に関し、直交度誤差を最小にして、回線品質の劣化の防止を図ることを目的とする。

【構成】 直交検波部分1、位相回転部分3、トランസバーサル等化部分4、制御信号生成部分5とを有する準同期検波復調部において、制御信号生成部分からの制御信号を利用して、該トランസバーサル等化部分からのIc,h, Qchの誤差信号に対して所定の位相逆回転演算を施して、逆回転誤差信号を取り出す制御部分6と、nタップのトランസバーサルフィルタで構成され、第1、第2のA/D変換部分と位相回転部分との間に設けられているが、制御部分が送出した逆回転誤差信号と、位相回転部に入力するIc,h, Qchのデジタル信号のうちの何れか一方のデジタル信号とを用いて、復調側直交度誤差分が最小となる様にnタップのトランsusバーサルフィルタの特性を制御する補正部分7とを付加するように構成する。

第1章2の本発明の原理構成図



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 入力した直交変調波を2分岐して得たI<sub>ch</sub>, Q<sub>ch</sub>の変調波を、変調側キャリアと非同期の復調側キャリアを、90度ハイブリッドで分岐して得た、I<sub>ch</sub>用, Q<sub>ch</sub>用キャリアを用いて検波し、I<sub>ch</sub>, Q<sub>ch</sub>のベースバンド信号を取り出す直交検波部分(1)と、該I<sub>ch</sub>, Q<sub>ch</sub>のベースバンド信号をI<sub>ch</sub>, Q<sub>ch</sub>のデジタル信号に変換する第1, 第2のアナログ/デジタル変換部分(2a, 2b)と、印加した制御信号を用いて、入力したI<sub>ch</sub>, Q<sub>ch</sub>のデジタル信号に対して位相回転演算を行ってI<sub>ch</sub>, Q<sub>ch</sub>の復調データを取り出す位相回転部分(3)と、該位相回転部分の出力を等化して得たI<sub>ch</sub>, Q<sub>ch</sub>の等化データのうちの有効データおよび、極性ビットと誤差信号を送出するトランスバーサル等化部分(4)と、入力したI<sub>ch</sub>の極性ビットとQ<sub>ch</sub>の誤差信号との排他的論理和、またはQ<sub>ch</sub>の極性ビットとI<sub>ch</sub>の誤差信号の排他的論理和のうちの何れか一方の排他的論理和を累積加算して、該変調側キャリアと復調側キャリアの周波数差に対応する周波数を持ち、位相が相互に90度異なる該制御信号を生成する制御信号生成部分(5)とを有する準同期検波復調部において、該制御信号生成部分からの制御信号を利用して、該トランスバーサル等化部分からのI<sub>ch</sub>, Q<sub>ch</sub>の誤差信号に対して所定の位相逆回転演算を施して、逆回転誤差信号を取り出す制御部分(6)と、nタップ(n≥2で正の整数)のトランスバーサルフィルタで構成され、該第1, 第2のアナログ/デジタル変換部分と該位相回転部分との間に設けられているが、該制御部分が送出した逆回転誤差信号と、該位相回転部に入力するI<sub>ch</sub>, Q<sub>ch</sub>のデジタル信号のうちの何れか一方のデジタル信号とを用いて、復調側直交度誤差分が最小となる様に該nタップのトランスバーサルフィルタの特性を制御する補正部分(7)とを附加したことを特徴とする準同期検波復調部。

【請求項2】 上記の補正部分が、nT(Tはビット周期)の遅延部分からなる同相フィルタ部分と、トランスバーサルフィルタからなる直交フィルタ部分で構成され、何れか一方の直交フィルタのみを動作させる様にした請求項1の準同期検波復調部。

【請求項3】 上記の制御部分が、(I<sub>ch</sub>の誤差信号) × (-sin θ) + (Q<sub>ch</sub>の誤差信号) × (cos θ)の演算、または(I<sub>ch</sub>の誤差信号) × (cos θ) + (Q<sub>ch</sub>の誤差信号) × (sin θ)の演算の内の何れか一方の演算を行う様にした請求項1の準同期検波復調部。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は、デジタル無線装置に使用する準同期検波復調部、特に直交度補正に関するものである。

## 【0002】 準同期検波は復調部のデジタル化に極め

て有効な技術であり、一部の変復調部(4PSK復調部等)で実用化されている。この場合、変調方式が4PSKである為に直交度の誤差は余り問題でなく、補正が行われることは殆どない。

【0003】 しかし、多値変調方式の変復調部においては、直交度の誤差が大きくなると誤り率が劣化するので、直交度の補正をおこなって回線品質の劣化の防止を図ることが必要である。

## 【0004】

【従来の技術】 図6は従来例の構成図、図7は図6中の位相回転部分の要部構成図、図8は図6中のトランスバーサル等化部分の要部構成図、図9は図6中のデジタル電圧制御発振器の要部構成図である。

【0005】 以下、図7～図9を参照して図6の動作を説明するが、説明の簡単の為に直交変調波は16QAM波とする。先ず、図6に示す様に、中間周波数帯の16QAM波がハイブリッド10を介して検波器11, 13に入力する。これらの検波器には、90度ハイブリッド15を介して相互に位相が90度、異なる発振器17のキャリアも加えられているので、16QAM波からI<sub>ch</sub>, Q<sub>ch</sub>のベースバンド信号が取り出され、低域通過フィルタ12, 14を介してアナログ/デジタル変換器2a, 2bに入力する。なお、上記のキャリアは図示しない変調部のキャリアとは非同期状態にある。

【0006】 さて、アナログ/デジタル変換器2a, 2bは、I<sub>ch</sub>, Q<sub>ch</sub>のアナログ信号を、例えば、8ビットのI<sub>ch</sub>, Q<sub>ch</sub>のデジタル信号に変換して位相回転部分15を介してトランスバーサル等化部分4に送出する。

【0007】 トランスバーサル等化部分は、図8に示す様に同相フィルタ部分41, 44と直交フィルタ部分42, 43と加算部分45, 46などから構成されているが、フィルタ特性を変化させて(後述する)、入力したI<sub>ch</sub>, Q<sub>ch</sub>のデジタル信号を等化し、ビットD<sub>0</sub>(極性ビット), ビットD<sub>1</sub>を等化データ(有効データ)とし外部に送出し、残り6ビットの内、ビットD<sub>2</sub>を誤差信号(E<sub>1</sub>と示す)として、ビットD<sub>0</sub>と共に検波器51に送出する。

【0008】 検波器51は、I<sub>ch</sub>のビットD<sub>0</sub>(以下,D<sub>i</sub>と省略する)とQ<sub>ch</sub>の誤差信号E<sub>1</sub>(以下,E<sub>q</sub>と省略する)の排他的論理和、またはE<sub>i</sub>とD<sub>q</sub>との排他的論理和のうちの何れか一方の排他的論理和を求め、低域通過フィルタ52を介してデジタル電圧制御発振器(D-VCO)53に送出する。

【0009】 デジタル電圧制御発振器は、図9に示す様な構成になっているので、低域通過フィルタを通過した検波器の出力は、遅延部分531でTだけ遅延された後、排他的論理和部分532に印加される。ここには、前回までの加算値も印加されているので累積加算されてROM534にアドレスとして加えられる。

【0010】 ROMには様々な累積加算値に対応するsin θ, cos θの値が格納されているので、印加した累積加

算値に対応する  $\sin \theta$ ,  $\cos \theta$  の値が ROM 534 から読み出されて位相回転部分 3 に送出される。なお、対応する  $\sin \theta$ ,  $\cos \theta$  の値が変調側キャリアと復調側キャリアとの位相差に対応する。

【0011】位相回転部分 3 は図 7 に示す様に、乗算部分 31, 32, 36, 37 と排他的論理和部分 38, 39 で構成されているので、例えば、乗算部分 31, 36 で  $I_{ch}$ ,  $Q_{ch}$  のデジタル信号に  $\cos(-\theta)$ ,  $\sin(-\theta)$  の値をそれぞれ乗算した後、排他的論理和部分 38 で排他的論理和を取る回転演算を行うことにより、変調部キャリアと同期状態の復調部キャリア検波した  $I_{ch}$  のデジタル信号になる。

【0012】ここで、図 6 中の可変コンデンサ 16 は、直交度の初期設定用コンデンサで、信号点配置を CRT ( 図示せず ) に表示して定位になる様に可変コンデンサを調整する。その後の自動補正は上記のトランスバーサル等化部分 4 の直交フィルタ部分 ( 図 8 の 42, 43 ) を用いるが、これらのフィルタ部分の制御は  $E_i$  と  $D_q$  の排他的論理和、または  $D_i$  と  $E_q$  の排他的論理和を取ったもので行う。

$$\begin{aligned} \begin{vmatrix} I_i \\ Q_i \end{vmatrix} &= \begin{vmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{vmatrix} \begin{vmatrix} I \\ Q \end{vmatrix} \\ &= \begin{vmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_2 \\ q_2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} I \\ Q \end{vmatrix} \quad \dots (1) \end{aligned}$$

今、キャリア再生の制御を  $E_i$  と  $D_q$  との排他的論理和と仮定し、直交誤差を  $xm$  ( 変調器 ),  $xd$  ( 復調器 ) とすれば、直交度誤差によるチャネル間の干渉は変調器側、復調器側それぞれ  $I \tan xm$ ,  $i_2 \tan xd$  で表され、復調部

$$\begin{vmatrix} i_2 \\ q_2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{vmatrix} \begin{vmatrix} I \\ Q + I \tan xm \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} 0 \\ i_2 \tan xd \end{vmatrix} \quad \dots (2)$$

(2) 式に位相回転演算を行った等化器出力は、

$$\begin{aligned} \begin{vmatrix} I_i \\ Q_i \end{vmatrix} &= \begin{vmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{vmatrix} \begin{vmatrix} I \\ Q + I \tan xm \end{vmatrix} + \\ &\quad \begin{vmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{vmatrix} \begin{vmatrix} 0 \\ i_2 \tan xd \end{vmatrix} \quad \dots (3) \end{aligned}$$

(3) 式を整理すると下記の式が得られる。

$$\begin{vmatrix} I_i \\ Q_i \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} I \\ Q \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} 0 \\ I \tan xm \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{vmatrix} \begin{vmatrix} 0 \\ i_2 \tan xd \end{vmatrix} \quad \dots (4)$$

なお、(4) 式のうち、左から 3 番目の部分は変調部の直交度誤差、4 番目と 5 番目の積の部分は復調部の位相回転部分の位相回転と直交度誤差によるもので、直交度のズレと位相回転部分の動作により左から 3 ~ 5 番目の部

【0013】なお、上記の様に検波器 51 でも  $E_i$  と  $D_q$  の排他的論理和、または  $D_i$  と  $E_q$  の排他的論理和を取ったものを使用しているので、上記の直交度の補正は直交フィルタのうちの 1 つのみを使用する。

【0014】即ち、検波器が  $E_i$  と  $D_q$  を使用する時はトランスバーサル等化部分は  $D_i$  と  $E_q$  を使用し、検波器が  $D_i$  と  $E_q$  を使用する時はトランスバーサル等化部分は  $E_i$  と  $D_q$  を使用して重複使用を避けている。

【0015】

【発明が解決しようとする課題】図 10 は問題点の説明図である。図において、変調部のベースバンド入力を  $(I, Q)$  、復調部のミキサ出力を  $(i_2, q_2)$  、等化器出力を  $(I_1, Q_1)$  とする。但し、 $(I, Q)$ ,  $(i_2, q_2)$ ,  $(I_1, Q_1)$  はキャリア位相平面上の信号点の座標を表す。

【0016】ここで、 $\theta = \omega_1 - \omega_2$  とすれば変調復調過程は(1) 式で表される。なお、 $\omega_1$  は変調キャリア角周波数、 $\omega_2$  は復調キャリア角周波数とする。

【0017】

【数 1】

ミキサ出力時の信号点は(2) 式の様に表される。

【0018】

【数 2】

$$\begin{vmatrix} 0 \\ i_2 \tan xd \end{vmatrix} \quad \dots (2)$$

分が増加する。

【0019】ここで、(4) 式に示す様に、復調部の誤差に  $\theta$  が入ってくる ( 位相回転部分を通過した為に付加された ) ので誤差信号  $E_i$ ,  $E_q$  が回転し、直交度誤差の補

正ができないと云う問題がある。

【0020】これは、位相回転部分での位相回転後にトランസバーサﾙ等化部分を配置し、誤差信号を逆回転処理せずそのまま制御信号として使用する為である。なお、変調部の直交度誤差は $\theta$ が付加されないので従来法で補正可能である。

【0021】本発明は、直交度誤差を最小にして、回線品質の劣化の防止を図ることを目的とする。

【0022】

【課題を解決するための手段】図1は第1、第2の本発明の原理説明図である。1は入力した直交変調波を2分岐して得たI<sub>ch</sub>、Q<sub>ch</sub>の変調波を、変調側キャリアと非同期の復調側キャリアを90度ハイブリッドで分岐して得たI<sub>ch</sub>用、Q<sub>ch</sub>用キャリアを用いて検波し、I<sub>ch</sub>、Q<sub>ch</sub>のベースバンド信号を取り出す直交検波部分、2a、2bはI<sub>ch</sub>、Q<sub>ch</sub>のベースバンド信号をI<sub>ch</sub>、Q<sub>ch</sub>のデジタル信号に変換する第1、第2のアナログ/デジタル変換部分である。

【0023】3は印加した制御信号を用いて、入力したI<sub>ch</sub>、Q<sub>ch</sub>のデジタル信号に対して位相回転演算を行つてI<sub>ch</sub>、Q<sub>ch</sub>の復調データを取り出す位相回転部分、4は位相回転部分の出力を等化して得たI<sub>ch</sub>、Q<sub>ch</sub>の等化データのうちの有効データおよび、極性ビットと誤差信号を送出するトランസバーサﾙ等化部分である。5は入力したI<sub>ch</sub>の極性ビットとQ<sub>ch</sub>の誤差信号との排他的論理和、またはQ<sub>ch</sub>の極性ビットとI<sub>ch</sub>の誤差信号の排他的論理和のうちの何れか一方の排他的論理和を累積加算して、変調側キャリアと復調側キャリアの周波数差に対応する周波数を持ち、位相が相互に90度異なる制御信号を生成する制御信号生成部分である。

【0024】6は制御信号生成部分からの制御信号を利用して、該トランസバーサﾙ等化部分からのI<sub>ch</sub>、Q<sub>ch</sub>の誤差信号に対して所定の位相逆回転演算を施して、逆回

転誤差信号を取り出す制御部分、7はnタップのトランസバーサﾙフィルタで構成され、該第1、第2のアナログ/デジタル変換部分と該位相回転部分との間に設けられているが、制御部分が送出した逆回転誤差信号と、位相回転部に入力するI<sub>ch</sub>、Q<sub>ch</sub>のデジタル信号のうちの何れか一方のデジタル信号とを用いて、復調側直交度誤差分が最小となる様にnタップのトランസバーサﾙフィルタの特性を制御する補正部分である。

【0025】第1の本発明は従来の準同期検波復調部に、制御部分と補正部分を付加する様にした。第2の本発明は、補正部分を、nTの遅延部分からなる同相フィルタ部分とトランസバーサﾙフィルタからなる直交フィルタ部分で構成し、何れか一方の直交フィルタのみを動作させる様にした。

【0026】第3の本発明は、上記の制御部分が、(I<sub>ch</sub>の誤差信号)  $\times$  (-sin  $\theta$ ) + (Q<sub>ch</sub>の誤差信号)  $\times$  (cos  $\theta$ )、または(I<sub>ch</sub>の誤差信号)  $\times$  (cos  $\theta$ ) + (Q<sub>ch</sub>の誤差信号)  $\times$  (sin  $\theta$ )の演算を行う様にした。

【0027】

【作用】第1の本発明は、直交度誤差が位相回転による影響を受けない、第1、第2のアナログ/デジタル変換部分と位相回転部分の間に補正部分を配置し、第1、第2のアナログ/デジタル変換部分と位相回転部分の間のI<sub>ch</sub>、Q<sub>ch</sub>のデジタル信号と逆回転処理された誤差信号を制御信号として用いることで、補正ループを構成し、直交度の誤差信号が最小となる様に制御する。

【0028】以下、(4)式を用いて本発明の原理を詳細に説明する。(4)式の左から3番目の部分と4番目、5番目の部分は誤差信号であるから、これを下記により(i<sub>1</sub>、q<sub>1</sub>)軸上と(i<sub>2</sub>、q<sub>2</sub>)軸上の位置に対応させる。

【0029】

【数3】

$$\left| \begin{array}{c} e_{11} \\ e_{41} \end{array} \right|, \quad \left| \begin{array}{c} e_{12} \\ e_{42} \end{array} \right|$$

ただし、

$$\left| \begin{array}{c} e_1 \\ e_4 \end{array} \right| = \left| \begin{array}{c} e_{11} \\ e_{41} \end{array} \right| + \left| \begin{array}{c} e_{12} \\ e_{42} \end{array} \right| \quad \text{とする。}$$

これにより、

$$\begin{aligned} \left| \begin{array}{c} e_{11} \\ e_{41} \end{array} \right| &= \left| \begin{array}{c} 0 \\ I \tan x_m \end{array} \right| \quad \text{から } \tan x_m = \frac{e_{41}}{I} \quad \text{が得られ、また、} \\ \left| \begin{array}{c} e_{12} \\ e_{42} \end{array} \right| &= \left| \begin{array}{cc} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{array} \right| \left| \begin{array}{c} 0 \\ i_2 \tan x_d \end{array} \right| \quad \text{を} \\ \left| \begin{array}{cc} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{array} \right| \left| \begin{array}{c} e_{12} \\ e_{42} \end{array} \right| &= \left| \begin{array}{c} 0 \\ i_2 \tan x_d \end{array} \right| \quad \text{に変換すると、} \\ \tan x_d &= \frac{(-e_{12} \sin \theta + e_{42} \cos \theta)}{i_2} \end{aligned} \quad (5)$$

が得られる。即ち、第1の本発明の構成にすることにより、(5)式がハード的に実現可能となるので、復調部の直交度の誤差分が得られる。これにより、直交度の誤差信号が最小となる様に制御できる。

#### 【0030】

【実施例】図2は第1～第3の本発明の実施例の構成図、図3は図2中の補正部分の構成説明図で、(a)はIc, Qch側の直交フィルタをセレクトして使用する場合、(b)はIch側の直交フィルタを使用する場合、(c)はQch側の直交フィルタを使用する場合である。

【0031】図4は図2中の制御部分の構成説明図で、(a)は2種類の演算方法のうちの1つをメモリに格納する場合、(b)は2種類の演算方法を格納し、セレクタで一方を使用する場合である。図5は図2中の制御部分の別の構成説明図で、図4(a)をハードで構成した場合、(b)図4(b)をハードで構成した場合である。

【0032】以下、図3～図5を参照して図2の動作を説明するが、上記で詳細説明した部分については概略説明し、本発明の部分を詳細説明する。なお、全図を通じて同一符号は同一対象物を示す。

【0033】先ず、中間周波数帯の16QAM波がハイブリット10を介して検波器11, 13に入力する。これらの検波器には、90度ハイブリッド15を介して発振器17のキャリアも加えられているので、16QAM波からIch, Qchのベースバンド信号が取り出され、低域通過フィルタ12, 14を介して第1, 第2のアナログ/デジタル変換器2a, 2bに加える。アナログ/デジタル変換器2a, 2bはIch, Qchのデジタル信号に変換して、後述する補正部分7, 位相回転部分15を介してトランスバーサル等化部分

4に送出する。

【0034】トランスバーサル等化部分は、入力したIc, Qchのデジタル信号を等化し、Ich, QchのビットD0(極性ビット)、ビットD1を有効データとして外部に送出すると共に、極性ビットD0と誤差信号E1を検波器51に送出する。検波器51は、例えば、IchのビットD0とQchの誤差信号E1の排他的論理和を求め、低域通過フィルタ52を介してデジタル電圧制御発振器(D-VCO)53に送出する。そこで、デジタル電圧制御発振器は、変調部キャリアと復調側部キャリアとの位相差に対応し、相互の位相が90度異なるキャリア $\sin \theta, \cos \theta$ を位相回転部分3と制御部分6に送出する。

【0035】制御部分6は、入力するIch, Qchの誤差信号 $E_i, E_q$ とデジタル電圧制御発振器53からの $\sin \theta, \cos \theta$ を用いて、

$$E_i (\sin \theta) + E_q \cos \theta = e_{q2} \quad \dots (6)$$

$$\text{または、 } E_i (\cos \theta) + E_q (-\sin \theta) = e_{i2} \quad \dots (7)$$

により逆回転演算を行って $e_{q2}$ または $e_{i2}$ を求めて補正部分7に送出する。

【0036】ここで、上記の演算を行う為、制御部分の構成は図4, 図5に示す様に構成されている。図4(a)は、メモリ61aに、 $\theta$ の種々の値に対応する(6)式、または(7)式の値を格納し、 $E_i, E_q, \sin \theta, \cos \theta$ の値をアドレスとして取り出せる様にしてある。また、図4(b)は(6)式、(7)式の2つを格納し、印加するセレクト信号の状態に対応して何れか一方の式をセレクトできる様にしたものである。

【0037】更に、図5は上記の機能をハードウエアで

構成するもので、排他的論理和部分63a, 64a, 63b ~ 68b と加算部分65a, 65b, 68b 及びセレクタ69b で構成され、図5(a) は(3)式、(4)式のうちの、何れか一方だけを演算できる様にしたもので、図5(b) はセレクタで(6)式、(7)式の両方が演算可能であるが、何れか一方をセレクトできる様にしたものである。

【0038】さて、補正部分7 は、制御部分からの $e_{q2}$ ,  $e_{i2}$ と、アナログ/デジタル変換器と位相回転部分の間からのIch, Qchのデジタル信号  $d_i$ ,  $d_q$  のうち、上記の様に、どちらか一方をセレクトして入力する。なお、シフトレジスタ82は、制御部分からの出力する  $E_i$  /  $E_q$  とタイミングを合わせる為のものである。

【0039】また、補正部分の構成は、図3(a) に示す様に、Ich のデジタル信号が  $nT$  の遅延部分で構成された同相フィルタ部分71とトランスバーサルフィルタで構成された直交フィルタ部分75に入力する。後者は内部に図示しないタップ係数制御部分を持ち、この制御部分は制御部分6 からの  $e_{q2}$ ,  $e_{i2}$  とシフトレジスタ82からのデジタル信号  $d_i$ ,  $d_q$  を利用して(上記の様に排他的論理和を取る)タップ係数制御信号を生成してトランスバーサルフィルタ72, 75のフィルタ特性を変化させる。前者はトランスバーサルフィルタで構成し、タップを制御しても可である。

【0040】更に、図3(b), (c) は何れか一方の直交フィルタのみを利用する場合である。そして、位相回転部分3 は入力したIch, Qchのデジタル信号に対して回転演算を行うことにより、変調部キャリアと同期状態の復調部キャリアで検波したIch のデジタル信号になる。

【0041】

【発明の効果】以上詳細に説明した様に本発明によれば、回線品質の劣化の防止を図ることをができると云う

効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図1】第1, 第2の本発明の原理構成図である。

【図2】第1 ~ 第3の本発明の実施例の構成図である。

【図3】図2中の補正部分の構成説明図で、(a) はIch, Qch側の直交フィルタをセレクトして使用する場合、(b) はIch 側の直交フィルタを使用する場合、(c) はQch 側の直交フィルタを使用する場合である。

【図4】図2中の制御部分の構成説明図で、(a) は2種類の演算方法のうちの1つをメモリに格納する場合、(b) は2種類の演算方法を格納し、セレクタで一方を使用する場合である。

【図5】図2中の制御部分の別の構成説明図で、図4(a) をハードで構成した場合、(b) 図4(b) をハードで構成した場合である。

【図6】従来例の構成図である。

【図7】図6中の位相回転部分の要部構成図である。

【図8】図6中のトランスバーサル等化部分の要部構成図である。

【図9】図6中のデジタル電圧制御発振器の構成説明図である。

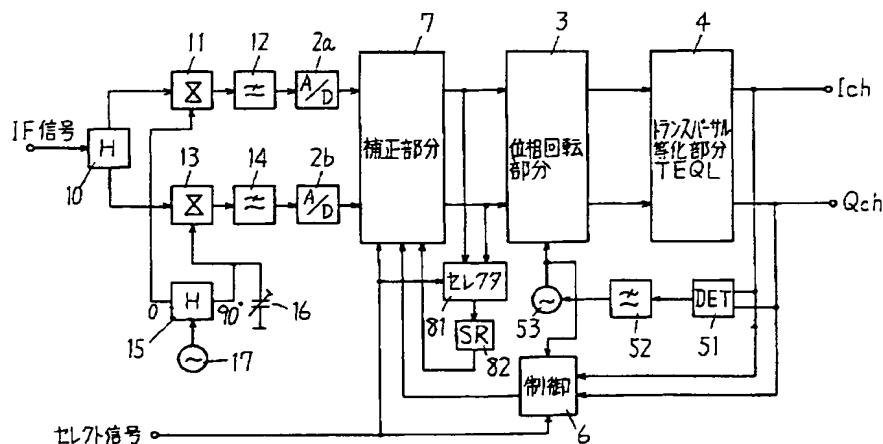
【図10】問題点の説明図である。

【符号の説明】

- 1 直交検波部分
- 2a 第1のアナログ/デジタル変換部分
- 2b 第2のアナログ/デジタル変換部分
- 3 位相回転部分
- 4 トランスバーサル等化部分
- 5 制御信号生成部分
- 6 制御部分
- 7 補正部分

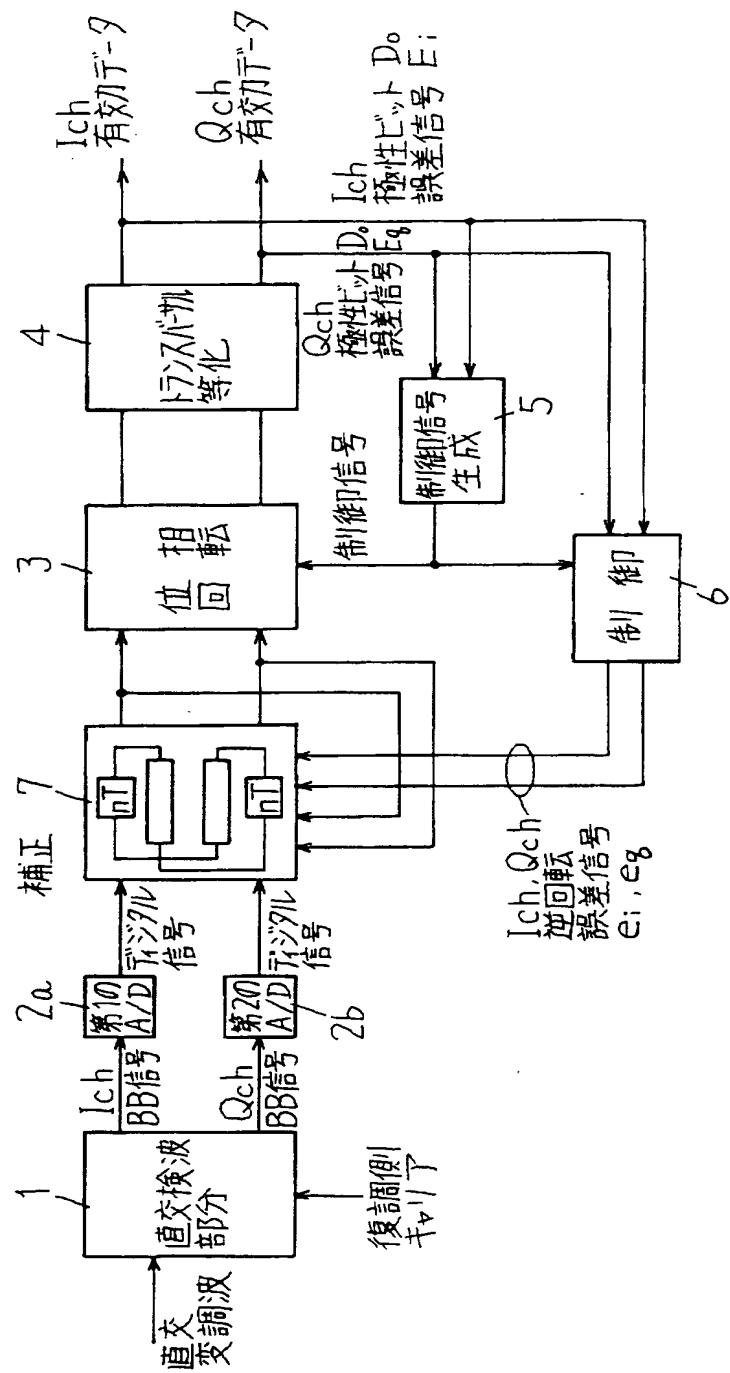
【図2】

第1 ~ 第3の本発明の実施例の構成図



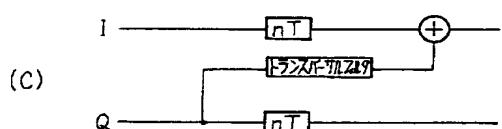
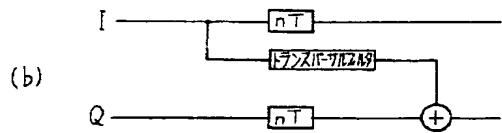
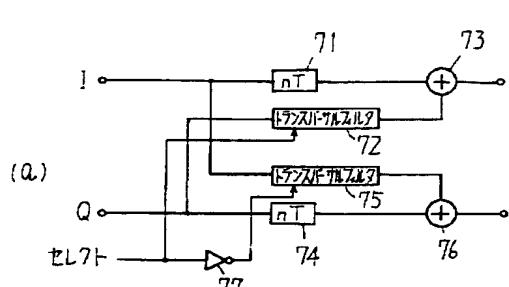
【図1】

第1,第2の本発明の原理構成図



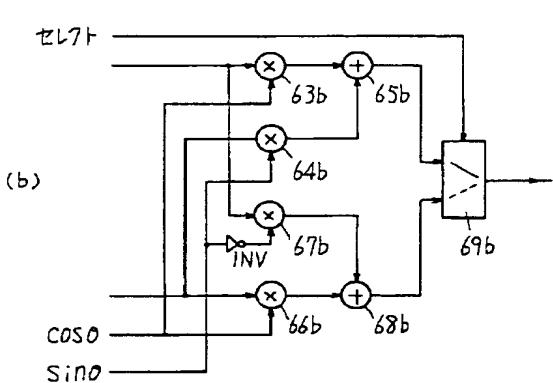
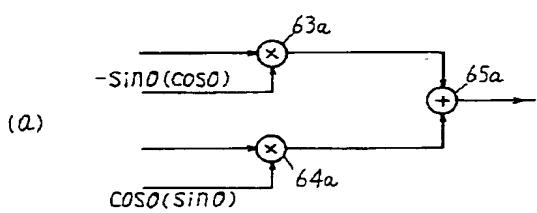
【図3】

図2中の補正部分の構成説明図



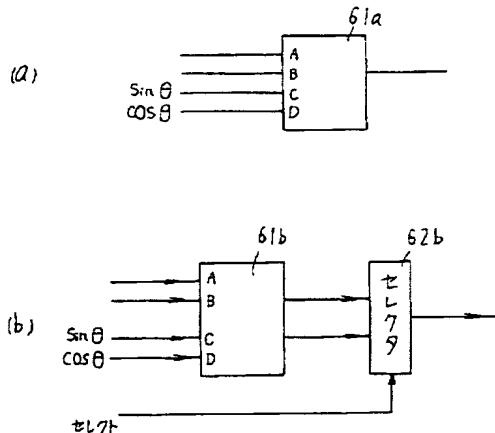
【図5】

図2中の制御部分の別の構成説明図



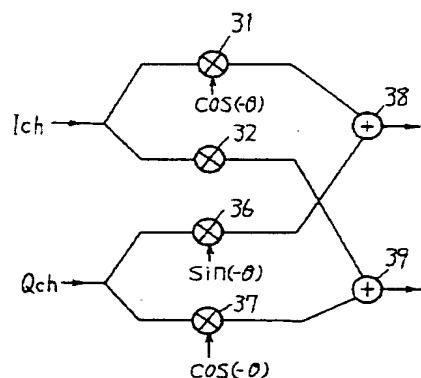
【図4】

図2中の制御部分の構成説明図



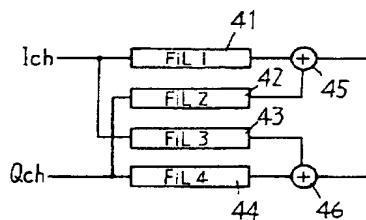
【図7】

図6中の位相回転部分の要部構成図



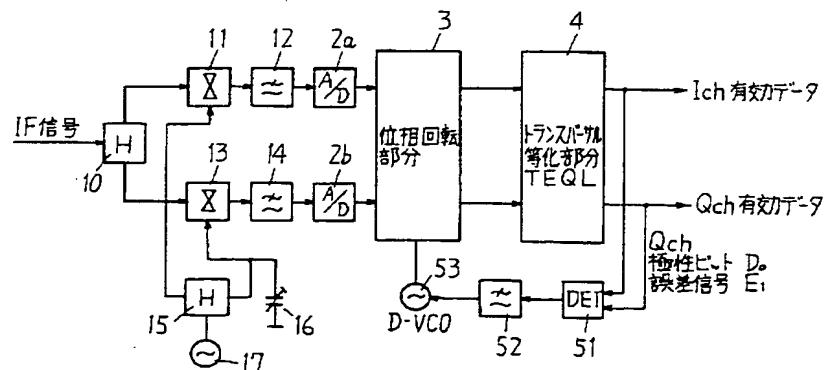
【図8】

図6中のトランジスタ等化部分の要部構成図

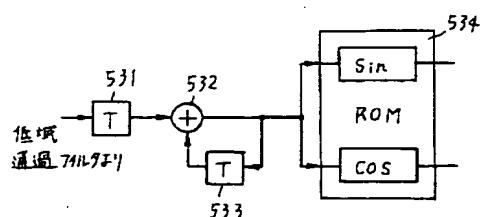


【図6】

従来例の構成図



【図9】

図6中のデジタル電圧制御発振器の  
要部構成図

【図10】

問題点の説明図

